

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-247225

(43)公開日 平成9年(1997)9月19日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/20			H 0 4 L 27/20	Z
H 0 4 J 11/00			H 0 4 J 11/00	Z

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 8 頁)

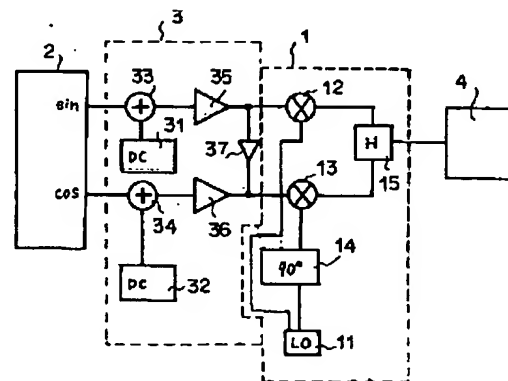
(21)出願番号	特願平8-57344	(71)出願人	000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号
(22)出願日	平成8年(1996)3月14日	(72)発明者	桐沢 明洋 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		(74)代理人	弁理士 鈴木 章夫

(54)【発明の名称】 直交位相変調器の調整方法および調整装置

(57)【要約】

【課題】 直交位相変調器を調整するためにベクトル・ネットワーク・アナライザを用いると高価となり、かつ高精度の調整が困難になる。また、移相器を用いた方法では調整が煩雑なものとなる。

【解決手段】 正弦波発生器2で発生される90°位相の異なる正弦波を、調整回路3において振幅調整と位相調整を行い直交位相変調器1に入力させる。また、直交位相変調器1の出力側にスペクトラム・アナライザ4を接続し、その出力の周波数スペクトラムを監視しながら、調整を行う。単に周波数スペクトラムを観測しながらそのレベルが小さくなるよう調整するだけでよい。ため、高価なネットワーク・アナライザを使用することなく、しかも容易に直交位相変調器の調整を行うことが可能となる。



- 1 直交位相変調器
- 2 90°位相変換信号発生手段
- 3 調整回路
- 4 スペクトラムアナライザ
- 12, 13 ミキサ
- 14 90°位相器
- 15 ハイブリッド
- 31, 32 DCオフセット回路
- 33, 34 加算器
- 35 ゲイン可変増幅器
- 36 ゲイン固定増幅器
- 37 位相補正回路

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直交位相変調器の変調入力に  $90^\circ$  位相の異なる正弦波信号を入力し、かつ前記直交位相変調器の RF 出力の周波数スペクトラムを監視しながら周波数軸上で調整を行うことを特徴とする前記直交位相変調器の調整方法。

【請求項 2】 変調入力としての  $90^\circ$  位相の異なる正弦波の直交誤差、振幅誤差を低減させ、前記 RF 出力の周波数スペクトラムの変化を監視しながら調整を行う請求項 1 の直交位相変調器の調整方法。

【請求項 3】 直交位相変調器の直交誤差および振幅誤差の調整と同時期に独立して前記直交変調器のローカル出力を調整する請求項 2 の直交変調器の調整方法。

【請求項 4】  $90^\circ$  位相の異なる正弦波信号を発生する手段と、この正弦波信号の直交誤差、振幅誤差を調整して直交位相変調器に入力させる調整回路と、前記直交位相変調器の RF 出力の周波数スペクトラムを測定する手段とを備えることを特徴とする直交位相変調器の調整装置。

【請求項 5】  $90^\circ$  位相の異なる正弦波信号を発生する手段として、正弦波を格納した ROM を用いて  $90^\circ$  位相の異なる正弦波を生成する手段が用いられる請求項 4 の直交位相変調器の調整装置。

【請求項 6】  $90^\circ$  位相の異なる正弦波信号を発生する手段として DSP (デジタル・シグナル・プロセッサ) を用い、この DSP の出力をアナログ信号に変換する請求項 4 の直交位相変調器の調整装置。

【請求項 7】 DSP から出力されるデジタル信号に数値を加算、乗算し、その上でアナログ信号に変換する請求項 6 の直交位相変調器の調整装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は直交位相変調器に関し、特に衛星通信や移動体通信等の無線通信の分野で使用される直交位相変調器の調整方法および調整装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来、この種の直交位相変調器を調整する場合広く使用されている方法として、ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用する方法がある。これは、図 10 に示すように、ミキサ 104、105、ハイブリッド 106、 $90^\circ$  位相器 108、移相器 107 からなる直交位相変調器に、I 及び Q の変調入力として DC 電源 101 の出力を減衰器 102、103 で振幅調整した信号を入力し、かつ直交位相変調器の LO 入力と RF 変調出力にベクトル・ネットワーク・アナライザ 109 を接続する。ベクトル・ネットワーク・アナライザ 109 は、直交位相変調器に入力された I および Q 変調入力の信号に応じた RF 変調出力の振幅ならびに位相を測定することができる。これらの測定から、直交位相変調器の

I/Q 直交位相誤差や I/Q 振幅誤差を調整することができる。

【0003】 また、別な方式として特開昭 63-119339 号公報のベクトル変調器校正方法が発表されている。これは図 11 に示すように、移相器を付けたベクトル変調器回路から成るシステムを用いて調整を実現している。ディバイダ 201、ミキサ 202、203 及びコンバイナ 204 の直交位相誤差の総計を移相器 205、206 を調整して最小にする。変調入力をグラウンドしたときに信号源 207、208 を調整して RF 出力を最小になるようにしてキャリア漏れを最小にする。直交位相 Q 及び同相 I 変調信号の振幅のバランスを生じた RF 出力振幅が等しくなるまで減衰器 209、210 を調整してとり、最後に DC 信号源 211、212 が発生する RF 出力振幅のバランスがとれるまで、DC 信号源 211、212 からの直交校正信号を調整する。さらに変化が見られなくなるまでこの一連の調整を反復する。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 前記した従来の技術のうち、ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用するものは、ベクトル・ネットワーク・アナライザが極めて高価であるために、調整装置が高価になり、しかもこのベクトル・ネットワーク・アナライザの精度が低いために、直交位相変調器の精密な振幅、位相の調整ができないという問題がある。また、前記公報に記載された技術では、各ステップでの調整が複雑に関連しているため、調整の手段が煩雑であり、しかも同じ動作をくりかえしても、なかなか収束せず、調整が難しい。特に、I/Q 振幅誤差、位相誤差を正確に調整する際に、RF 検出器の出力が等しくなるように調整するため、一般的な測定器では誤差を 0.1 dB 以内に調整するのは難しい。さらに、直交位相変調器は高調波を発生するため、調整する時に基本波と同時に電力を計測してしまうことによって、I/Q の振幅調整に影響を及ぼしてしまうという問題もある。

【0005】 本発明の目的は、直交位相変調器の調整を容易にかつ正確に行うことができる調整方法及び調整装置を提供することにある。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明の調整方法は、直交位相変調器の変調入力に  $90^\circ$  位相の異なる正弦波信号を入力し、かつこの直交位相変調器の RF 出力の周波数スペクトラムを監視しながら周波数軸上で調整を行うことを特徴とする。すなわち、変調入力としての  $90^\circ$  位相の異なる正弦波の直交誤差、振幅誤差を低減させ、前記 RF 出力の周波数スペクトラムの変化を監視しながら調整を行っている。また、この場合、直交位相変調器の直交誤差および振幅誤差の調整と同時期に独立して前記直交変調器のローカル出力を調整する。

【0007】 また、本発明の調整装置は、 $90^\circ$  位相の

3

異なる正弦波信号を発生する手段と、この正弦波信号の直交誤差、振幅誤差を調整して直交位相変調器に入力させる調整回路と、前記直交位相変調器のRF出力の周波数スペクトラムを測定する手段とを備えることを特徴とする。ここで、 $90^\circ$ 位相の異なる正弦波信号を発生する手段として、正弦波を格納したROMを用いて $90^\circ$ 位相の異なる正弦波を生成する手段、あるいはDSP \*

$$=K_m K_c (\sin \omega_m t \sin \omega_c t + \cos \omega_m t + \cos \omega_c t)$$

$$=K_m K_c \cos (\omega_c t - \omega_m t)$$

となり、スペクトラムアナライザで観測すると単一のキャリアとなる。これを利用して直交位相変調器の調整を行うことができる。

【0009】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施形態を図面を参照して説明する。図1は本発明の直交位相変調器の調整方法に必要な構成要素を示したブロック図である。ここで、直交位相変調器1は、入力されるI、Q直交変調信号をそれぞれローカル発振器11からのキャリア信号と混合されるミキサ12、13と、前記キャリア信号に $90^\circ$ の位相差を生成する $90^\circ$ 位相器14と、前記ミキサ12、13の出力を合成するハイブリッド15から構成されている。そして、この直交位相変調器1の入力側には、 $90^\circ$ の位相差をもつ信号を発生する発生手段2と、この発生された信号の直交誤差と振幅誤差を調整する調整回路3が接続される。また、直交位相変調器1の出力側には周波数スペクトラムを監視可能なスペクトラムアナライザ4が接続されている。

【0010】前記 $90^\circ$ の位相差をもつ信号を発生する手段2として、この実施形態では正弦波発生回路が用いられる。また、前記調整回路3は、前記正弦波発生回路2から出力された信号に、DCオフセット回路31、32からのDCオフセットを加算するための加算器33、34と、このDCオフセットが加算された信号の利得を制御するゲイン可変アンプ35およびゲイン固定アンプ36と、両信号の位相を補正するための位相補正回路37を有している。

【0011】図2は前記正弦波発生回路2の一例を示すブロック図である。この正弦波発生回路2は、クロック源21で発生したクロックを基にしてカウンタ22にてROMのアドレスが生成される。サインROM33には正弦波の波形データが格納されており、コサインROM34にはコサイン波のデータ、つまりサインROM33より $90^\circ$ 位相シフトしたデータが格納されている。このデータはそれぞれD/Aコンバータ25、26にて、アナログ信号に変換される。図3は図2のa~dの各信号波形を示しており、図3の(a)にはサインデータの波形を、(b)にはコサインデータの波形を、(c)にはサイン信号を、(d)にはコサイン信号をそれぞれ示している。

【0012】図4は前記調整回路の一例を示す回路図で

4

\* (デジタル・シグナル・プロセッサ)を用い、このDSPの出力をアナログ信号に変換する手段が用いられる。

【0008】本発明においては、 $90^\circ$ の位相差を持つ信号を、それぞれ $K_m \sin \omega_m t$ ならびに $K_m \cos \omega_m t$ とする。これを4相位相変調器に入力する。4相位相変調器でのキャリア信号を $K_c \sin \omega_c t$ とすると理想的な4相位相変調器での出力信号は、

ある。前記正弦波発生回路2から出力される $90^\circ$ 位相の異なる信号、すなわち、I信号入力とQ信号入力それぞれオペアンプOP1、OP2を通して直交位相変調器1に入力される。オペアンプOP1では同相入力端子に抵抗R1、R2を介して可変抵抗VR1が接続されており、オペアンプOP2には同様に抵抗R4、R5を介して可変抵抗VR2が接続されている。この可変抵抗VR1ならびにVR2を可変することにより、それぞれI信号とQ信号にDCオフセットを与えることができる。また、オペアンプOP1には可変抵抗VR3が接続されており、これによってゲインを可変することができる。これにより、オペアンプOP1とOP2はそれぞれ図1のミキサ33、34とDCオフセット回路31、32とアンプ35、36とが構成される。

【0013】また、オペアンプOP3はI信号の1部をQ信号に加えることによって位相差を調整することができる。位相差は可変抵抗VR4によって調整する。このオペアンプOP4により図1の位相補正回路37が構成される。さらに、オペアンプOP4は、直交位相変調器1にバイアスを加えるためのものである。

【0014】この調整回路によれば、直交位相変調器1に潜在する不完全性を調整することが可能となる。すなわち、直交位相変調器1は、前述したように、ミキサ12、13、ハイブリッド15、 $90^\circ$ 位相器14から構成されており、ローカル11より生成されたキャリアがそれぞれの信号で変調されることになる。ここでミキサ12、13の変換ゲインのばらつき、ハイブリッド15の2つの入力と出力間のロスのばらつきによって直交位相変調器の振幅誤差が生じる原因になり、 $90^\circ$ ハイブリッド15の不完全性やミキサ12、13の入出力間の位相回転により直交位相変調器の位相誤差が生じる。また、ミキサ12、13のローカルポートと出力ポートの間のアイソレーションの不完全性や、その他空間のリーク等によって、直交位相変調器の出力にローカルリーク(キャリアリーク)が生じる。これらの振幅誤差、位相誤差、ローカルリークによる不完全性を調整回路において調整する。

【0015】また、直交位相変調器1の出力側に接続された前記スペクトラムアナライザ4は直交位相変調器1の出力を周波数スペクトラムとして表示することができ、これを観察することで直交位相変調器の出力状態が

50

監視できる。

【0016】次に、図1の直交位相変調器における調整方法について説明する。図5に、調整時に観測されるスペクトラムアナライザ4での波形を示す。直交位相変調器の調整が不完全な場合には、図5(a)のように大きなスペクトラム成分が3つ観測される。

【0017】ここで、ローカル信号 $f_c = \omega_c / 2\pi$ が $90^\circ$ ハイブリッドを通った出力を、それぞれ

$$* K_c \sin \omega_c t$$

$$K_c \cos \omega_c t$$

( $K_c$ は定数)とし、また、直交位相変調器に入力される変調信号を、それぞれ

$$K_m \sin \omega_m t$$

$$K_m \cos \omega_m t$$

( $K_m$ は定数、 $\omega_m$ は変調角速度)とすると、直交位相変調器の出力は、

$$\begin{aligned} & K_m K_c \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_c t + K_m K_c \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_c t \\ & = 1/2 K_m K_c \{ \cos(\omega_c - \omega_m) t + \cos(\omega_c + \omega_m) t + \cos(\omega_c - \omega_m) t - \cos(\omega_c + \omega_m) t \} \\ & = K_m K_c \cos(\omega_c - \omega_m) t \cdots (1) \end{aligned}$$

となる。

※不完全性から、振幅誤差、位相誤差、ローカルリークがあるので、それを考慮すると変調器出力は、

【0018】ところが、実際には、直交位相変調器1の※

$$\begin{aligned} & K_m K_c \{ (1 + \alpha) \sin(\omega_m t + \beta) + \gamma_1 \} \cdot \sin \omega_c t + K_m K_c \{ \cos \omega_m t + \gamma_2 \} \cos \omega_c t \\ & = K_m K_c (1 + \alpha) (\gamma_1 \sin \omega_c t + \gamma_2 \cos \omega_c t) + 1/2 K_m K_c (1 + \alpha) \cos \{ (\omega_c - \omega_m) t + \beta \} + 1/2 K_m K_c \cos (\omega_c - \omega_m) t \\ & + 1/2 K_m K_c (1 + \alpha) \cos \{ (\omega_c + \omega_m) t + \beta \} - 1/2 K_m K_c \cos (\omega_c + \omega_m) t \cdots (2) \end{aligned}$$

( $\alpha$ : 変調器における振幅のアンバランスの定数、 $\beta$ : 位相のアンバランスの定数、 $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ : ローカルリークの定数)となり、3本の周波数スペクトラムが観測されることになる。

【0019】そこで、調整回路3のオペアンプOP1, OP2の可変抵抗VR1, VR2を調整してDCオフセットを調整することによって、ローカルリークを抑圧することができる。この時、(2)式では、最初の項がゼロに近づき、2, 3番目の項は変化しない。この時のスペクトラムアナライザ4のスペクトラムは図5(b)のようになり、ローカルリークのみを独立して調整することができる。

【0020】次に、振幅誤差のみある場合を考える。これは、図6(a)のような状態であり、このときのスペクトラムは図5(b)になる。この場合の調整は、オペアンプOP1の可変抵抗VR4を調整してゲイン可変アンプ35のゲインを調整することにより行う(2)式の★

$$\begin{aligned} & 1/2 K_m K_c \cos(\omega_c + \omega_m) t \cdot \cos \beta - (\sin \omega_c + \omega_m) t \cdot \sin \beta - \\ & 1/2 K_m K_c \cos(\omega_c + \omega_m) t \approx -\beta \cdot \sin(\omega_c + \omega_m) t \end{aligned}$$

となるので、 $\beta$ に応じてスペクトラム成分 $\omega_c + \omega_m / 2\pi$ が変化することがわかる。振幅誤差の調整と同様、従来の方法では難しい10以内の位相の調整も容易に行うことができる。

【0022】以上のように、調整回路3におけるDCオフセット回路31, 32とゲイン可変アンプ35と、位相補正回路37を調整することによって直交位相変調器1の調整を行うことができる。因みに、 $\omega_c + \omega_m / 2\pi$ および、 $\omega_c / 2\pi$ の出力スペクトラムと、調整のための可変抵抗の指度の変化の様子を図7に示す。出力スペクトラムは、あるポイントで急激にレベルが減少する

★ $\alpha$ がゼロに近づくにつれ図5(c)のようなスペクトラムになる。この時、他のスペクトラム成分 $\omega_c / 2\pi$ ,  $(\omega_c - \omega_m) / 2\pi$ は、ほとんど変化しない。従来の調整方法では、例えばI, Qのバランスを1%以内にするのは測定器の精度からいって困難であるが、本実施例ではスペクトラムアナライザのスペクトラムは、I, Qベクトルの差が $\omega_c \omega_m / 2\pi$ の周波数に表われるため、1%の場合は40dBのD/Uになるように調整すればよく、容易に調整することが可能である。

【0021】次に、位相誤差のみある場合を考える。この場合は、図6(b)のような場合であり、スペクトラムは図5(b)のようになる。この場合はオペアンプOP3の可変抵抗VR4によって行う。(2)式の $\beta$ がゼロに近づいていくにつれ、スペクトラムは図5(c)のようになる。(2)式の3項は $\alpha = 0$ ,  $\beta \approx 0$ のとき、

ので容易に最適点に直交位相変調器を調整することができる。

【0023】次に、本発明の第2の実施形態について説明する。図8は、本発明の第2の実施形態を示したブロック構成図であり、 $90^\circ$ 位相の異なる信号を発生する手段として、DSP(デジタル・シグナル・プロセッサ)51を用いた例である。このDSP51からのデータビットをD/A変換器52, 53でアナログ信号に変換し、低域ろ波器54, 55で波して所要の直交変調信号を得ている。実際に通信に使用される場合は、DSP51はナイキストフィルタ等のデジタルフィルタの信

号処理等に使用されるが、本実施形態では、 $90^\circ$  位相の異なる正弦波を調整モードの時に発生させている。また、一方の信号経路には調整回路 3 として減衰器 38 を介挿し、さらに  $90^\circ$  位相器 14 の一方の出力に移相器 39 を接続しており、第 1 の実施例で説明したのと同じ手法を用いて減衰器 38、移相器 39 を調整することによって振幅、位相の各調整を行うことが可能となる。

【0024】図 9 は、本発明の第 3 の実施形態を示したブロック構成図である。図 8 と等価な部分には同一符号を付してある。ここでは、DSP 51 の出力に調整回路 6 として遅延器 61、62、乗算器 63、64、レジスタ 65、66 を接続しており、遅延器 61、62 にて、DSP 51 から出力されるデータビットを遅延させることにより、位相の調整を行う。また、乗算器 63、64 にてレジスタ 65、66 の値を乗算することにより振幅の調整を行う。これらは、マイクロプロセッサ (CPU) 67 に接続されており、マイクロプロセッサ 67 によって制御される。これにより、直交位相変調器の調整を自動化することも可能である。

【0025】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、 $90^\circ$  位相の異なる正弦波を入力とし、その出力の周波数スペクトラムの観測のみで調整することができ、かつその際には調整動作を何度も繰り返す必要がなく、単純に出力スペクトラムのレベルが小さくなるよう調整するだけでよい。そのため、高価なネットワーク・アナライザを使用することなく、しかも容易に直交位相変調器の調整を行うことができるという効果がある。また、変調出力付近の周波数のみを使用するため、直交変調器で発生する高調波の影響を受けることがなく、I/Q ベクトルの誤差成分のみが出力信号に現れるため高精度に調整を行うことができる。さらに、ローカルリークによる出力スペクトラムと、振幅・位相誤差による出力スペクトラムが別の周波数に現れるために、直交位相変調器のローカルリークの調整と、振幅・位相誤差の調整が独立して行うことができ、調整が更に容易にかつ高精度に行うことができる効果もある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の調整装置の第 1 の実施形態のブロック構成図である。

【図 2】 $90^\circ$  位相差信号発生手段の一例を示すブロッ

ク図である。

【図 3】 $90^\circ$  位相差信号発生手段で発生される信号の波形図である。

【図 4】調整回路の一例を示す回路図である。

【図 5】直交位相変調器の出力スペクトラムを示す図である。

【図 6】I/Q ベクトルのベクトル図である。

【図 7】出力スペクトラムと調整用可変抵抗の指度の関係を示す図である。

【図 8】本発明の第 2 の実施形態のブロック構成図である。

【図 9】本発明の第 3 の実施形態のブロック構成図である。

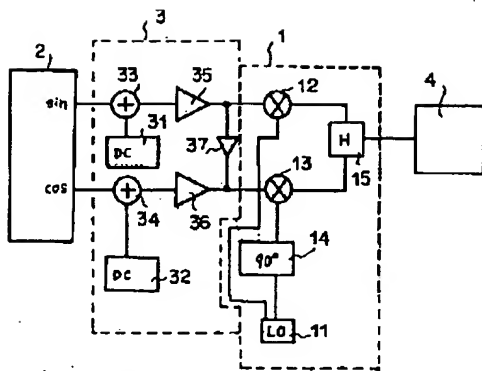
【図 10】従来のベクトル・ネットワーク・アナライザを用いた構成例のブロック図である。

【図 11】従来のベクトル変調器構成方法を説明するためのブロック図である。

【符号の説明】

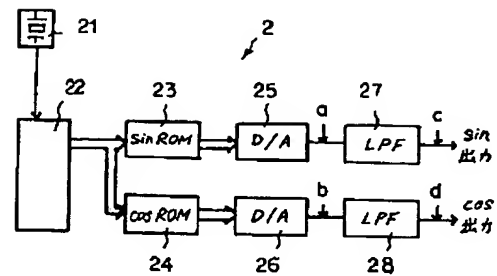
- 1 直交位相変調器
- 2  $90^\circ$  位相差信号発生器
- 3 調整回路
- 4 周波数スペクトラムアナライザ
- 11 ローカル発振器
- 12, 13 ミキサ
- 14  $90^\circ$  位相器
- 15 ハイブリッド (合成器)
- 31, 32 DC オフセット回路
- 33, 34 加算器
- 35 ゲイン可変増幅器
- 36 ゲイン固定増幅器
- 37 位相補正回路
- 38 減衰器
- 39 移相器
- 51 DSP
- 52, 53 D/A 変換器
- 54, 55 低域ろ波器
- 61, 62 遅延器
- 63, 64 乗算器
- 65, 66 レジスタ
- 67 CPU

【図1】



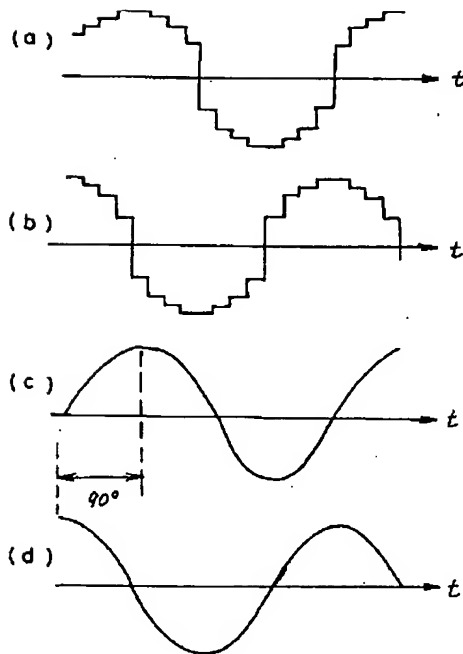
- 1 直交位相変調器  
2 90°位相差信号発生手段  
3 調整回路  
4 スペクトラムアナライザ  
12, 13 ミキサ  
14 90°位相器  
15 ハイブリッド  
31, 32 DCオフセット回路  
33, 34 加算器  
35 ゲイン可変増幅器  
36 ゲイン固定増幅器  
37 位相補正回路

【図2】

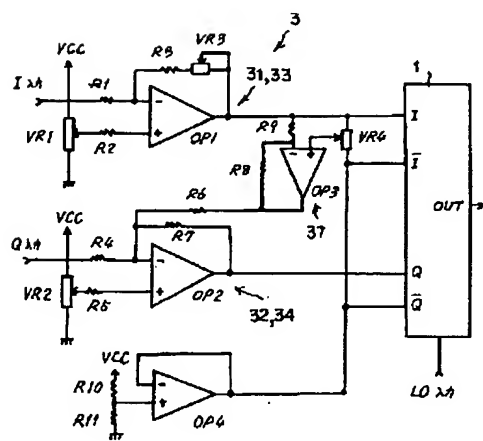


- 22 カウンタ  
23 サインROM  
24 コサインROM  
25, 26 D/A変換器  
27, 28 低域ろ波器

【図3】

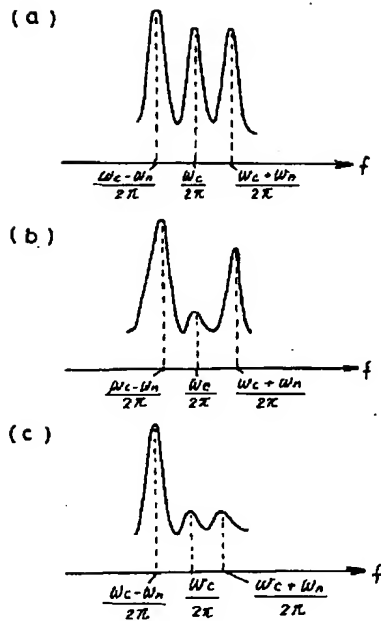


【図4】

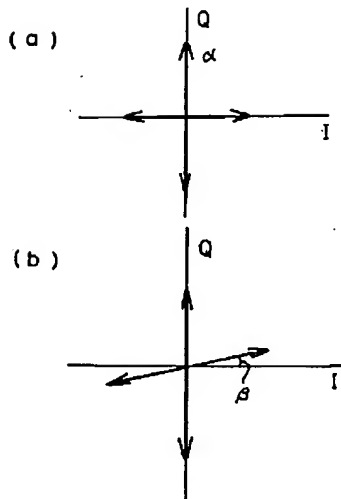


- 1 直交位相変調器  
3 調整回路  
OP1~OP4 オペアンプ  
VR1~VR4 可変抵抗器

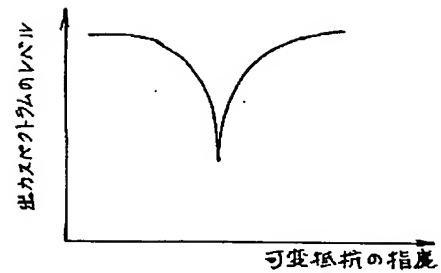
【図5】



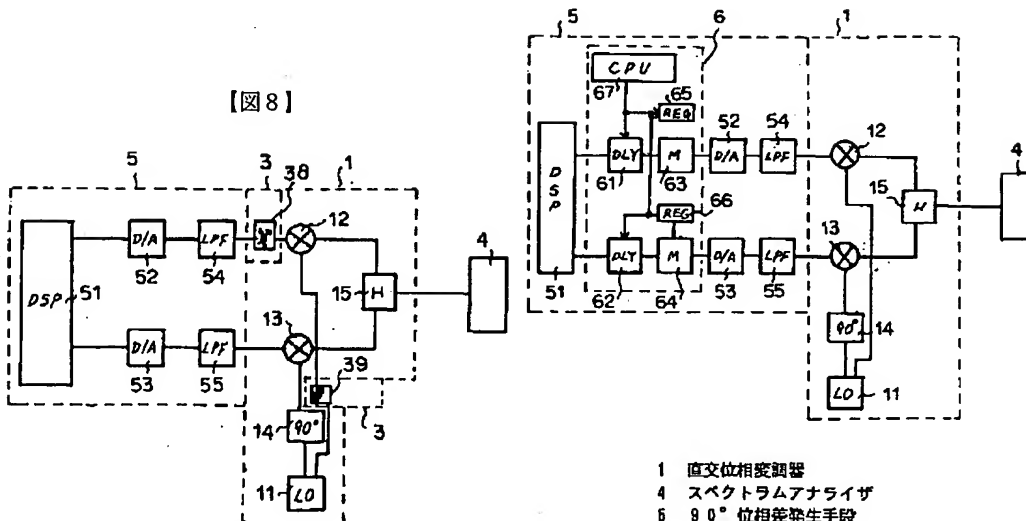
【図6】



【図7】



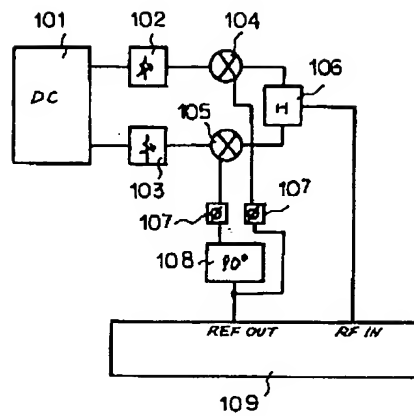
【図9】



- 1 直交位相変調器
- 3 調整回路
- 4 スペクトラムアナライザ
- 5 90°位相遅延発生手段
- 38 減衰器
- 39 移相器
- 51 DSP
- 52, 53 D/A変換器
- 54, 55 低域ろ波器

- 1 直交位相変調器
- 4 スペクトラムアナライザ
- 5 90°位相遅延発生手段
- 6 調整回路
- 61, 62 遅延器
- 63, 64 乗算器
- 65, 66 レジスタ
- 67 CPU

【図10】



【図11】

